

UNIVERSITATEA TRANSILVANIA DIN BRAŞOV



FACULTATEA DE INGINERIE ELECTRICĂ ȘI ȘTIINȚA CALCULATOARELOR

DEPARTAMENT AUTOMATICĂ ȘI INFORMATICĂ APLICATĂ

Proiect *Actionare electrică reglabilă reversibilă cu convertor fără curenti de circulație*

Autor

Andrei VASILCOI

Decembrie 2018, Brașov

Cuprins

1	Tema proiectului	2
2	Generalitati	3
3	Motorul de curent continuu cu excitatie separata	
	Ecuatii diferențiale si schema bloc	4
4	Caracteristici mecanice stationare la comanda pe indus	6
5	Reglarea turatiei motoarelor de curent continuu	7
6	Reglarea turatiei prin comanda pe indus	8
7	Breviar de calcul	13
7.1	Dimensionarea tiristoarelor	13
7.2	Dimensionarea bobinei de filtrare	14
7.3	Calculul schemei de reglare	14
7.4	Bucla de reglare a curentului	15
7.5	Puntea de tiristoare comandate	16
7.6	Dispozitivul de comanda pe grila	17
7.7	Circuitul de masurare a curentului	17
7.8	Acordarea optima a regulatorului curentului	18
7.9	Circuitul de masurare a turatiei	19
7.10	Acordarea optima a regulatorului de turatie	20

1 Tema proiectului

Sa se proiecte o actionare electrica reglabilă reversibila cu convertor fara curenti de circulatie. Proiectul va cuprinde:

- calculul circuitului de reglare al curentului;
- calculul circuitului de reglare al turatiei.

Se va folosi un motor de c.c. cu excitație independentă comandat pe inducție, utilizând ca element de execuție o punte cu tiristoare complet comandată.

Tab. 1: Date de proiectare

P	U_N	η	n	GD_r^2	GD_s^2	Δn	σ	ϵ_{st}	I_{lim}/I_n	Precizia
3.7	190	0.77	2500	0.13	0.07	190-2500	6	0	1.5	5

2 Generalitati

Motoarele de curent continuu se utilizeaza frecvent in actionarii electrice reglabile datorita proprietatilor lor favorabile (reglare fina si in limite largi a turatiei.). Dezavantajul principal al acestor motoare il constituie prezenta colectorului, care limiteaza superior puterea si turatia si maresteste momentul de inerte.

In figura 1.a este reprezentata principal o masina de curent continuu cu doi poli avand statorul S si indusul cilindric A. Indusul si polii sunt confectionati din tole pentru a micsora pierderile in fier. La masinile de puteri mari si cu calitati dinamice superioare se confectioneaza si restul statorului din tole. Polii principali P sunt prevazuti cu infasurarea de excitatie, parcursa de curentul de excitatie I_e , care produce fluxul magnetic principal Φ_e . Acest flux se inchide prin rotor (indus) si stator. In crestaturile indusului este plasata infasurarea indusului care, prin intermediul colectorului si a periilor p, este alimentata (in functionarea ca motor) de la retea cu curentul I_a .

Conductoarele indusului sunt repartizate uniform de-a lungul intregii circumferinte a indusului si rezulta o repartizare uniform de-a lungul intregii circumferinte a indusului si rezulta o repartizare a curentului dupa cum se indica in figura 1.a. O asemenea repartizare produce un camp de reactie a indusului a carui axa este perpendiculara pe axa campului inductor principal.

Fluxul de reactie transversal corespunzator Φ_a este, datorita intrefierului mare in directia transversala, mult mai mic decat fluxul de excitatie Φ_e . Infaurarea de compensatie C, plasata in piesele polare si parcursa de curentul prin indus I_a , reduce si mai mult fluxul in directia transversala. In general numai masinile mari sunt prevazute cu infasurari de compensatie. Campul magnetic in zona de comutatie este influentat de polii auxiliari PA, excitati de curentul prin indus, pentru a se atinge o comutatie fara scantei.

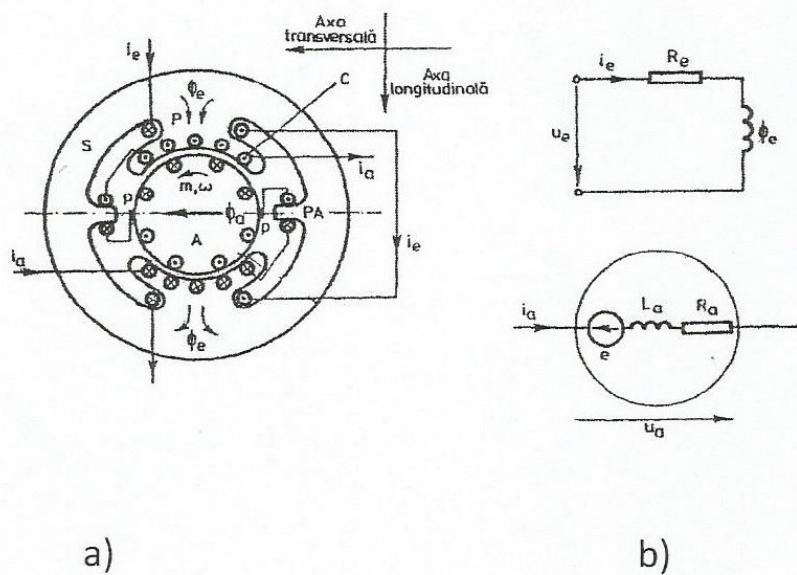


Fig. 1: Masina de curent continuu, cu excitatie separata

Actiunea inductiva a indusului poate fi reprezentata printr-o inductivitate concentrata L_a . Deoarece infasurarea de compensatie si infasurarea polilor auxiliari se gasesc de asemenea in axa periilor

(transversala) actiunea lor se posta lăua în considerare prin L_a .

3 Motorul de curent continuu cu excitatie separata Ecuatii diferențiale si schema bloc

Schimbul echivalent al motorului de curent continuu cu excitatie separata (independenta), care a fost deja reprezentata in figura 1.b, se modifica in sensul ca parametrii concentrati R_a si L_a se reprezinta in afara indusului (figura 2)

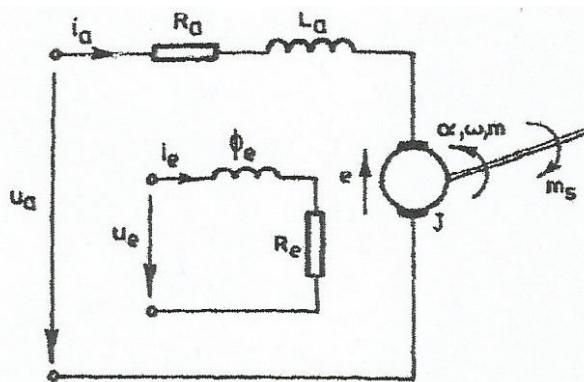


Fig. 2: Schema echivalenta a motorului de curent continuu cu excitatie separata

Ca marimi de intrare actioneaza tensiunea aplicata indusului u_a , tensiunea aplicata circuitului de excitatie u_e si cuplul de sarcina $m_s \cdot \Phi_e$ este fluxul de excitatie, m este cuplul electromagnetic al motorului , iar J momentul de inertie a maselor cu miscare de rotatie. Aplicand teorema a doua a lui Kirchhoff circuitului indusului rezulta:

$$u_a = e + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1)$$

unde s-a neglijat caderea de tensiune la perile masinii, care depinde neliniar de curentul prin indus.

In acelasi mod, pentru circuitul de excitatie se obtine:

$$u_e = R_e i_e + \frac{d\Phi_e}{dt} \quad (2)$$

Tensiunea electromotoare indusa prin rotatie va fi:

$$e = k \Phi_e \omega, cu \quad k = \frac{pN}{2\pi a} \quad (3)$$

unde:

- N - numarul de conductoare active ale infasurarii indusului;
- p - numarul de perechi de poli;
- a - numarul de perechi de cai de curent ale infasurarii indusului;
- ω - viteza unghiulara a indusului (rotorului)

Cuplul electromagnetic exercitat asupra rotorului motorului este:

$$m = k\Phi_e i_a \quad (4)$$

Ecuatia de miscare se poate scrie sub forma:

$$m - m_s = J \frac{d\omega}{dt} \quad (5)$$

Ecuatia vitezei unghiulare este:

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} \quad (6)$$

Ecuatia (1) se poate pune sub forma:

$$T_a \frac{di_a}{dt} + i_a = \frac{1}{R_a}(u_a - e) \quad (7)$$

Unde $T_a = L_a/R_a$ este constanta de timp a circuitului inducatorului. Ecuatia (2) scrisa sub forma:

$$\frac{d\Phi_e}{dt} = u_e - R_e i_e \quad (8)$$

reprezinta ecuatia diferențiala a unui element de integrare (integrator).

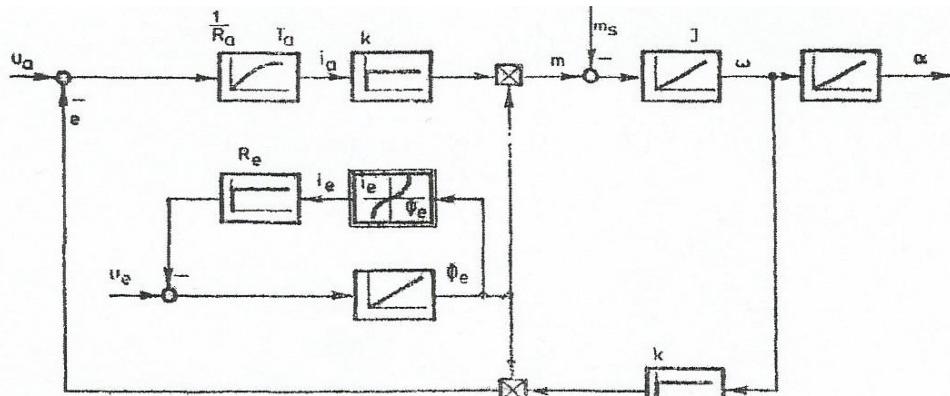


Fig. 3: Schema bloc a motorului de curent continuu cu excitatie separata (marimi absolute).

Ecuatiile (7), (8), (3), (4), (6) descriu comportarea dinamica a motorului de curent continuu cu excitatie separata. Schema structura sa se scrie sub forma bloc corespunzatoare acestor ecuatii diferențiale cuplate este ilustrata in Fig. 3.

Marimile variabile care apar in schema bloc din figura 3 au diferite dimensiuni. Pastrarea neschimбata a acestor marimi ar complica calculul prin relatii dimensionale complicate. Din aceasta cauza se obisnuieste ca toate marimile sa se raporteze, adica sa devina marimi adimensionale. Se ajunge astfel la sistem de unitati relative care usureaza calculele, in special cele efectuate pe calculator.

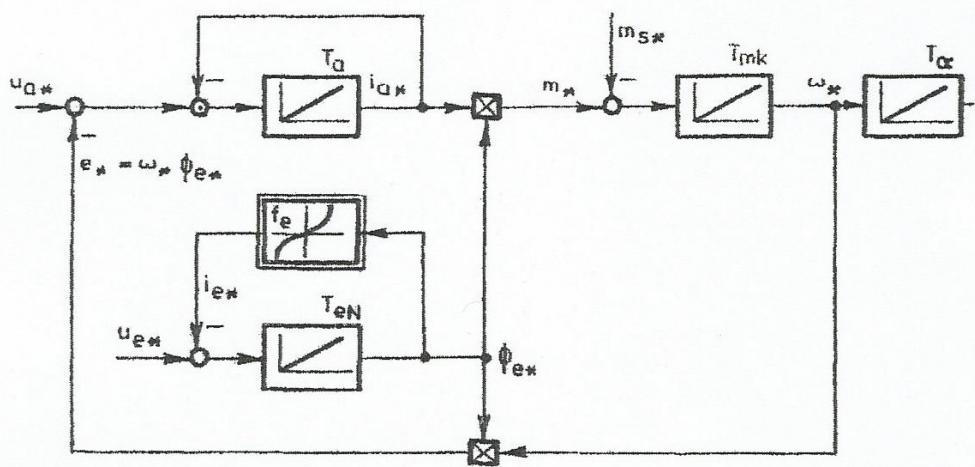


Fig. 4: Schema bloc a motorului de curent continuu cu excitatie separata (marimi relative)

4 Caracteristici mecanice stationare la comanda pe indus

La comanda pe indus fluxul de excitație se menține constant, la valoarea nominală $\Phi_e = \Phi_{eN}$ și se modifică tensiunea de alimentare u_a ;

Pentru $\Phi_e = \Phi_{eN} \frac{\Phi_e}{\Phi_{eN}}$ dispar astfel ambele semne de multiplicare din schema bloc.

$$\begin{aligned}\omega^* &= u_{a*} - m_s^* \\ i_{a*} &= m_s^*\end{aligned}$$

Caracteristicile mecanice $W^*(m_s^*)$ reprezintă o familie de drepte, parelele cu caracteristica mecanica naturală $u_{aN} = \frac{U_{aN}}{U_a} = 1$ având drept parametru $u_{a*} = \frac{U_{aN}}{U_a}$

Caracteristicile sunt valabile în toate cele patru cadrane, deci există posibilitatea unei reversări continue a turatiei și cuplului. Caracteristicile mecanice obținute prin variația tensiunii de alimentare se numesc caracteristici mecanice artificiale de tensiune. Deoarece tensiunea aplicată indusului u , este raportată la valoarea sa nominală, ne interesează numai domeniul $-1 \leq \frac{u_a}{U_{aN}} \leq 1$; la depasirea importantă a acestui domeniu se înraută teste comutătă (apar mai întâi scantei la perii și apoi, posibil, foc la colector).

Curentul prin indus (figura 5.b) este proporțional cu cuprul, iar tensiunea indusului nu are nici o influență. Cuprul este raportat la cuprul de pornire pe caracteristica mecanica naturală m_a (la motoarele mari $m_a = (8...10)mN$). De aceea domeniul de funcționare normal este $-0.2 \leq \frac{m}{m_0} \leq 0.2$.

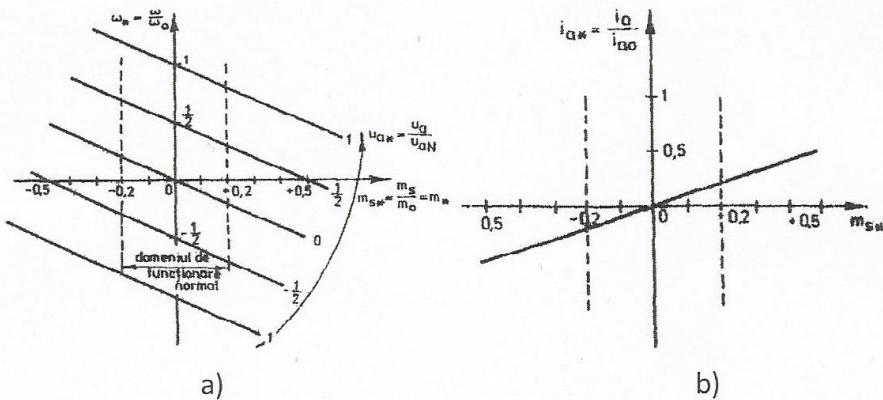


Fig. 5: Comanda pe induș a) caracteristici mecanice artificiale de tensiune b) caracteristica $i_{a*}(m_{st})$

In afara acestui domeniu, datorita reactiei indușului $\Phi_e(I_a)$, caracteristicile mecanice prezentate sunt numai partial valabile; de asemenea apar probleme de comutatie.

Deoarece cuplul electromagnetic m respectiv cuplul de sarcina ma este raportat la valoarea cuplului de pornire, pe caracteristica mecanica naturala mo caracteristicile mecanice stationare la comanda pe induș (figura 5.a) apar mai inclinate decat cele reprezentate in marimi absolute si intalnite frecvent in lucrari de specialitate.

La flux de excitatie constant $\Phi_e = \Phi_{eN}$ modificarea tensiunii indușului produce o deplasare paralela a caracteristicilor mecanice in timp ce caracteristica curent-cuplu ramane constanta. Acest lucru apare deosebit de avantajos la actionarile electrice reglabile, deoarece parametrii circuitului de reglare ramain neschimbuti; avem de-a face cu un element liniar.

5 Reglarea turatiei motoarelor de curent continuu

In practica, alegerea unei actionari de curent continuu este determinata in mod obisnuit de posibilitatea obtinerii unui domeniu larg de variație a turatiei, domeniu impus de procesul tehnologic. Pentru a se obtine insa comportarea de functionare dorita, la perturbatii ale retelei, de alimentare si ale sarcinii mecanice, actionarea trebuie sa fie automatizata.

Pe de alta parte, indușul motoarelor mari prezinta o rezistență mică si în momentul pornirii la tensiunea nominală rezulta prin induș un curent foarte mare. În funcționarea stationara nu se intâlneste asemenea situatie, deoarece curentul este determinat de diferența dintre tensiunea aplicată indușului si tensiunea electromotoare indusa. În regim nestationar este posibil ca, datorita unei schimbări prea rapide a tensiunii sau turatiei, sa apara un curent nepermis de mare. De aceea, pentru protejarea motorului, a sursei de alimentare, si a sarcinii mecanice se prevede o limitare rapidă a curentului prin induș si deci a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor.

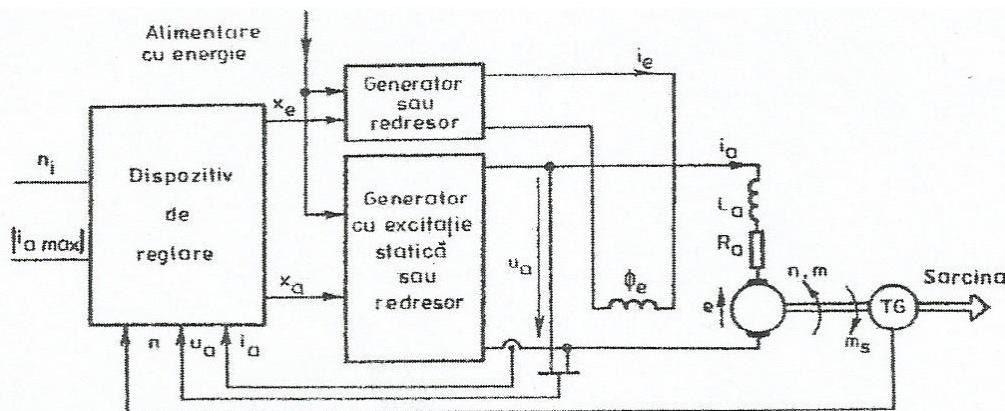


Fig. 6: Schema de principiu a unei actionari de curent continuu reglabile

6 Reglarea turatiei prin comanda pe indus

Pentru a se micsora supracurentul prin indus si pentru a proteja motorul, fluxul de excitatie trebuie mentinut la valoarea nominala.

In figura 7 s-a reprezentat circuitul indusului motorului si sursa de alimentare a indusului (elementul de executie). S-a notat cu ea tensiunea sursei de alimentare a indusului, comandata prin. x_a , tensiune care, datorita impedantei interne (R, L_i, nu corespunde cu tensiunea u , aplicata la bornele motorului. Impedanta interna a elementului de executie trebuie luata de asemenea in considerare la definirea marimilor de referinta.

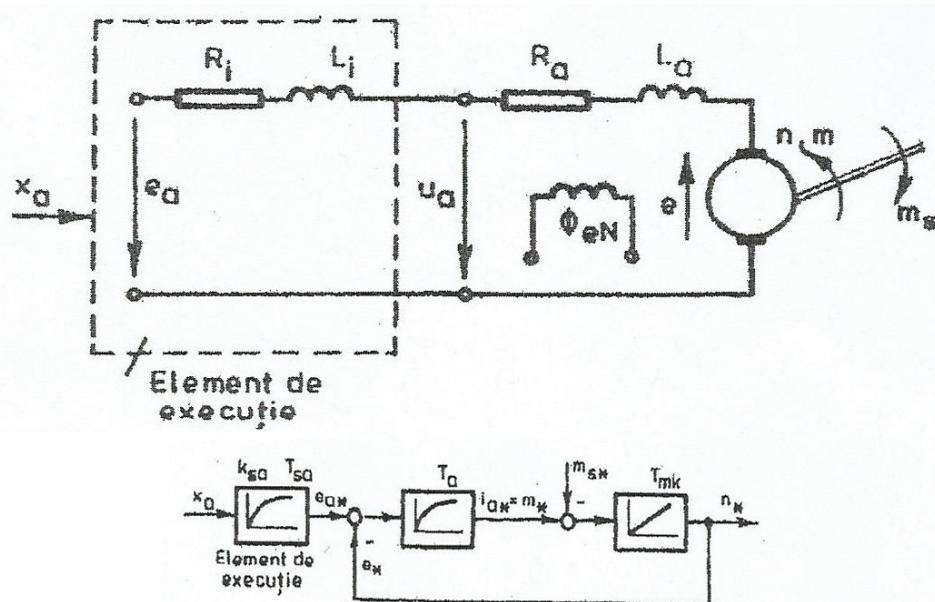


Fig. 7: Schema echivalenta a indusului motorului si a elementului de executie

$$i_a = \frac{u_{aN}}{R_a + R_i} \quad T_a = \frac{L_a + L_i}{R_a + R_i}$$

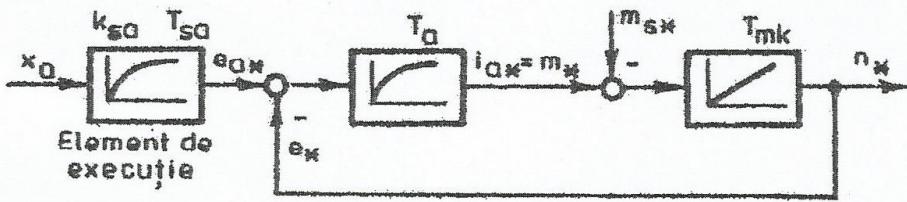


Fig. 8: Schema bloc a sistemului motor de curent continuu cu excitatie separata

Pentru sursa de tensiune comandata a indusului s-a considerat un element inertial de ordinul intai (cu amplificarea k_{sa} si constanta de timp T_{sa}). Valoarea constantei de timp T_{sa} la un redresor comandat are valoarea de $(1. \dots 5)\text{ms}$. Constanta de timp a indusului T_a are inmod obisnuit valori cuprinse intre 10 si 100 ms; ea este determinata de impedanta circuitului indusului considerand o eventuala bobina de netezire, care la alimentarea de la redresoare este necesara pentru micsorarea ondulatiei curentului.

Constanta, de timp T_{mk} se refera la momentul de inertie total al actionarii raportat la arborele motorului; ea poate varia de la ordinul milisecundelor la cateva secunde.

Pentru reglarea turatiei cu limitarea curentului prin indus, cel mai potrivit principiu de reglare este procedeul reglarii in cascada. Reglarea in cascada are cateva insusiri importante:

- permite, pe langa reglarea marimii principale (in cazul de fata turatia), limitarea marimilor auxiliare (de exemplu curentul prin indus);
- fractioneaza functia de transfer a elementului de executie si procesului in portiuni, astfel incat fiecarui regulator i se repartizeaza una sau cel mult doua constante de timp importante, ceea ce face ca optimizarea se poate realiza un regulator PID sau cu variante mai simple ale acestuia;
- permite o simetrizare a operatiilor de acordare optimala a regulatoarelor

Pentru schema bloc a motorului se pot scrie ecuatiile:

$$T_a \frac{di_{a^*}}{dt} + i_{a^*} = e_{a^*} - e_* \quad (9)$$

$$e_* = n_* \quad (10)$$

$$T_{mk} \frac{dn_*}{dt} = m_* - m_{s^*} \quad (11)$$

$$i_{a^*} = m_* \quad (12)$$

Pe baza ecuatii lor de mai sus cu notatiile: $E_a(s) = Le_a*$; $N(s) = Ln*$ rezulta schema bloc a motorului reprezentata in figura 9. Utilizand calculul operational ecuatiile (9) ... (12) devin:

$$I_a(s)(a + sT_a) = E_a(s) - E(s) \quad (13)$$

$$E(s) = N(s) \quad (14)$$

$$sT_{mk}N(s) = M(s) - M_s(s) \quad (15)$$

$$I_a(s) = M(s) \quad (16)$$

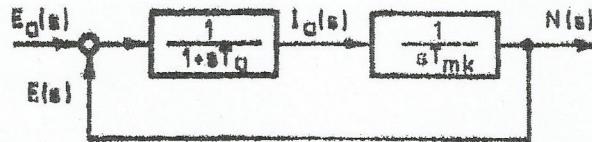


Fig. 9: Schema in lant a motorului de curent continuu cu excitatie separata

Conform figurii 9 functiile de transfer pe parti sunt:

$$\frac{I_a(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{1}{1+sT_a}}{1 + \frac{1}{sT_a} + \frac{1}{sT_{mk}}} = \frac{sT_{mk}}{1 + sT_{mk} + s^2T_aT_{mk}} \quad (17)$$

$$\frac{N(s)}{I_a(s)} = \frac{1}{sT_{mk}} \quad (18)$$

Din relatiile (13) ... (16) rezulta:

$$X_i(s) = E_a(s) + \frac{M_s(s)}{sT_{mk}} = \frac{1 + sT_{mk} + s^2T_aT_{mk}}{sT_{mk}} I_a(s) \quad (19)$$

Schema bloc in lant corespunzatoare ecuatiei (12) este reprezentata in figura 10. Pe baza acestor rezultate, trecand din nou la reprezentarea prin functii tranzistorii, rezulta schema bloc a sistemului motor - element de executie (figura 11). In aceasta situatie reactia din bucla (figura 8) dispare. Se observa ca, cuplul de sarcina m.actioneaza in doua locuri. Marimile care nu au fost marcate nu au nici un sens fizic. Partea de reglare cuprinsa intre ea* si ia* (figura 12) poate fi descrisa prin functia de transfer:

$$\frac{I_a(s)}{E_a(s)} = \frac{sT_{mk}}{1+sT_{mk}+s^2T_aT_{mk}}$$

Trebuie observat ca efectul de diferențiere este urmarea compensarilor tensiunilor ea și la mersul în got. Polinomul de la numitor poate prezenta poli reali sau complecsi conjugati.

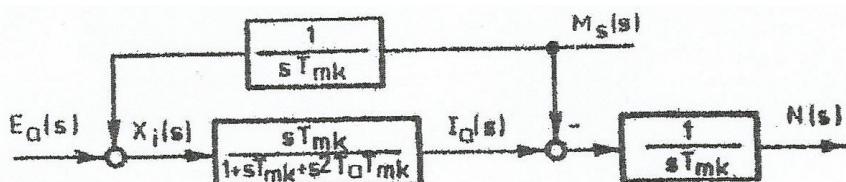


Fig. 10: Schema in lant a motorului de c.c. cu excitatie separata pentru $M_s(s) \neq 0$

Potrivit principiului reglarii in cascada, marimea care trebuie limitata este mentionata sub control printr-un circuit de reglare interior. In. figura 11 este prezentata disponerea acestui circuit. Valoarea

reală a curentului este sesizată printr-un traductor și este supusă unei neteziri. În cele mai multe cazuri o constantă de timp T_t de 5 ms este suficientă.

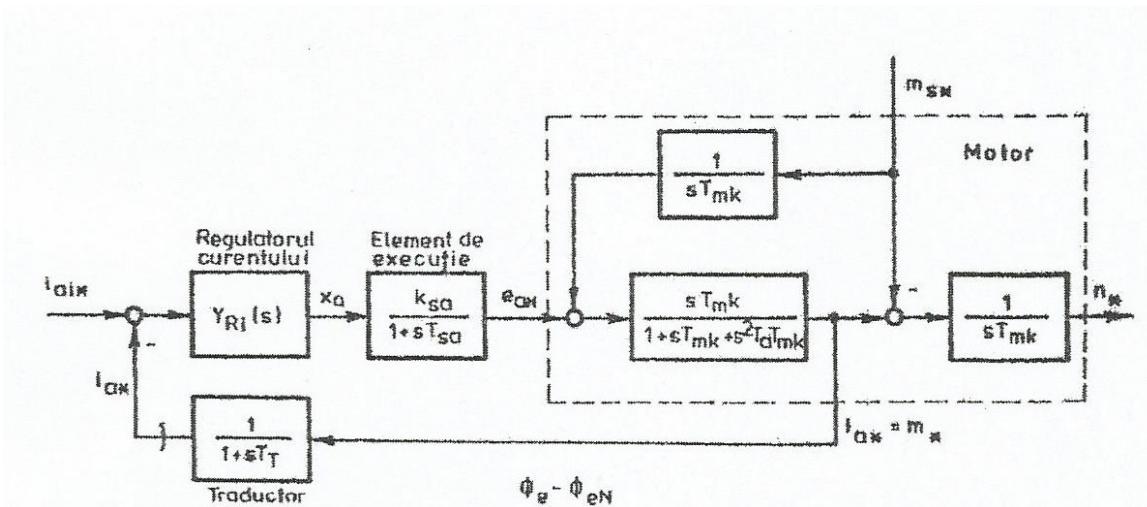


Fig. 11: Dispunerea circuitului de reglare a curentului la un sistem de actionare motor de c.c. cu excitatie separata - element de executie.

Dacă se folosește un redresor comandat ca element de execuție, ca regulator al curentului este suficient un regulator PI. Schemele de reglare a actionarilor electrice trebuie să permită și pornirea automată a motorului. Pentru a alimenta cu curent constant un motor care porneste în gol - din cauza turatiei care crește liniar în timp - este necesara o tensiune crescatoare. Dar o asemenea mare de ieșire variabilă în timp pretinde la un regulator simplu integral sau abatere de reglare. În cazurile practice nu deranjează faptul că circuitul de reglare a curentului prezintă o eroare de reglare interior.

Dimensionarea regulatorului curentului se realizează conform procedurilor obisnuite din tehnica reglării. Pentru acordarea optimă a regulatorului curentului se utilizează varianta Kessler a criteriului modulului.

Circuitul de reglare a curentului, astfel dimensionat, se introduce (figura 12) în circuitul supraordonat de reglare a turatiei; în ipoteza unei bune amortizări în circuitul de reglare a curentului să se aproximeze printr-un element inertial de ordinul întâi având constantă de timp T_i și factorul de amplificare k_i , (figura 12).

Constanta de timp T_i va fi:

$$T_i = 2T_{\Sigma i} = 2(T_{sa} + T_{\gamma}) \quad (20)$$

Iar factorul de amplificare:

$$k_i = \frac{i_{a \max}}{U_{sat}} \quad (21)$$

Unde:

- $i_{a \max}$ - valoarea limită a curentului prin inducție
- U_{sat} - tensiunea de saturare a regulatorului precedent (regulatorul turatiei)

Pentru circuitul de reglare a turatiei se ia de asemenea in considerare un regulator PI. Rezulta astfel functia de transfer a circuitului deschis (figura 12).

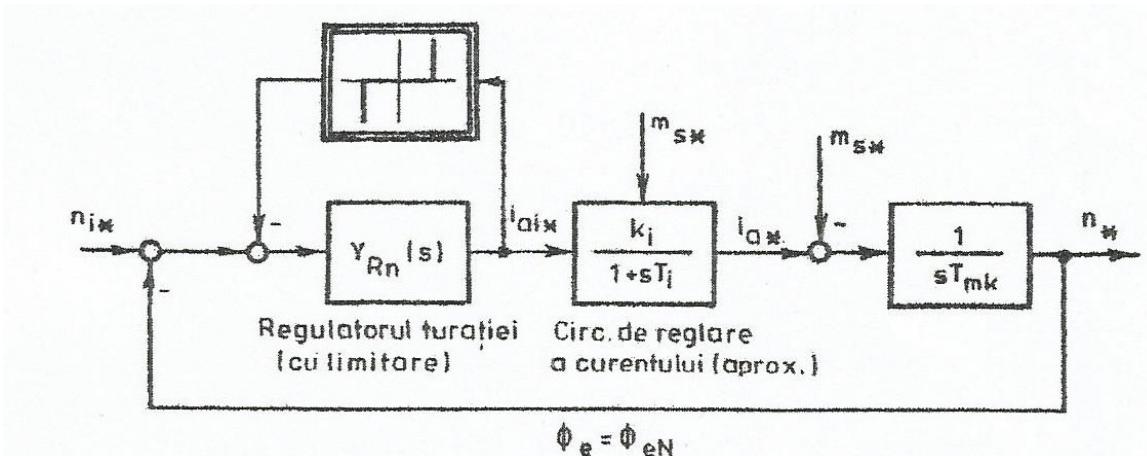


Fig. 12: Dispunerea circuitului de reglare a turatiei la un sistem de actionare motor e.e. cu excitatie separata- element de executie

$$Y_n(s) \equiv k_{Rn} \frac{1 + sT_{in}}{sT_{in}} \frac{k_i}{1 + sT_i} \frac{1}{sT_{mk}} \quad (22)$$

Acordarea optima a regulatorului, adica determinarea parametrilor k_{Rn} si T_{in} , se efectueaza conform criteriului simetriei. In figura 12 regulatorul turatie, este prevazut cu o reactie neliniara; aceasta impiedica cresterea valorii impuse a curentului I_{ai}^* peste valoarea limita $T_{ia} \max^*$. In acest fel se protejeaza instalatia de alimentare impotriva supraincarcarii. Limitarea valorii impuse a curentului permite de asemenea sa se dea o variatie oarecare a valorii impuse a turatiei.

7 Breviar de calcul

Curentul nominal rotoric:

$$I_n = \frac{P_N}{n \times U_n} = \frac{3.7 * 10^3}{0.77 * 190} = 25.29A$$

Curentul maxim: $I_{max} = 1.9 * I_N = 1.9 * 25.29 = 48.05A$

Daca se admite caderea de tensiune pe bobina de filtraj a circuitului cu redresoare la trecerea curentului nominal, estimat la 2.5% din tensiunea nominala, rezulta rezistenta:

$$R_b = \frac{0.025 \times U_N}{I_N} = \frac{0.025 \times 190}{25.29} = 0.18\Omega$$

Tensiunea maxima la iesirea din puntea redresoare va fi:

$$U_{d0} = U_N + R_b * I_N = 190 + 0.18 * 25.29 = 194.55V$$

Tensiunea de linie din secundarul transformatorului care alimenteaza puntea redresoare va fi:

$$U_{l2} = \frac{U_{d0}}{1.35} = 144.11V$$

Se mentioneaza de asemenea neglijarea caderilor de tensiune pe tiristoare.

Rezistenta rotorica poate fi apreciata aproximativ, observand ca puterea de pierderi nominale in cuprul rotoric reprezinta circa jumata din pierderile nominale totale, adica:

$$P_{Cu2} = R_a I_{aN}^2 \approx \frac{U_N I_N - P_N}{2} W$$

$$R_a \approx \frac{\frac{U_N I_N - P_N}{2}}{I_{aN}^2} = \frac{552.55}{639.58} = 0.86\Omega$$

7.1 Dimensionarea tiristoarelor

Tensiunea inversa de varf, la care va fi solicitat tiristorul va fi :

$$U_i = \sqrt{2} U_{l2} = 203.92$$

Valoarea nominala a curentului printr-un tiristor:

$$I_{nT} = I_N = 25.29A$$

Cand prin motor va trece curentul maxim, valoarea maxima a curentului prin tiristor va fi :

$$I_{nTmax} = 2 * I_N = 50.58A$$

Pentru alegerea tiristoarelor se mai au in vedere:

- un coeficient de siguranta de aprox. 2, al tensiunii maxime de varf admise de tiristor, fata de tensiunea de varf U;

7.2 Dimensionarea bobinei de filtrare

- temperatura a aerului de racire de 40°C

In functie de acestea se aleg din catalogul de tiristoare, tiristoare tip KIT 2848 cu racire pe radiator. Acest tiristor admite o tensiune inversa de varf periodica de 1000V si un curent nominal de 50A. Coeficientul de siguranta al tensiunii inverse va fi:

$$C_u = \frac{U_{iv}}{U_i} = \frac{1000}{203.92} = 4.9$$

7.2 Dimensionarea bobinei de filtrare

Inductanta bobinei de filtraj se alege astfel incat sa nu existe regim de curent interupt la unghiuri de comanda intre 0° si 90° , in regim de mers in gol.

Se apreciaza curentul de mers in gol la valoarea:

$$I_0 = 0.05I_N = 1.26A$$

Componenta alternativa fundamentală a tensiunii redresate (de frecvență 300Hz fiind redresare trifazată în punte) la $\alpha = 90^\circ$ este:

$$U_{300} = 0.33U_{d0} = 0.33 \times 194.55 = 64.18V$$

Frecventa redresarii in punte:

$$f_p = 6 \times f = 300\text{Hz}$$

Pentru a evita regimul de curent intrerupt trebuie ca valoarea maxima a componentei de 300Hz a curentului I_{300} sa fie mai mica decat curentul de mers in gol:

$$\sqrt{2}I_{300} = 0.05I_N = \frac{U_{300}\sqrt{2}}{2\pi 300L_b}$$

deci:

$$L_b \geq \frac{U_{300}\sqrt{2}}{2\pi 300 I_0} = \frac{90.76}{2375.04} = 38mH$$

7.3 Calculul schemei de reglare

Schema funcțională a sistemului de reglare automată în care se evidențiează elementul de execuție și traductorul de măsură e prezentat în figura, 13:

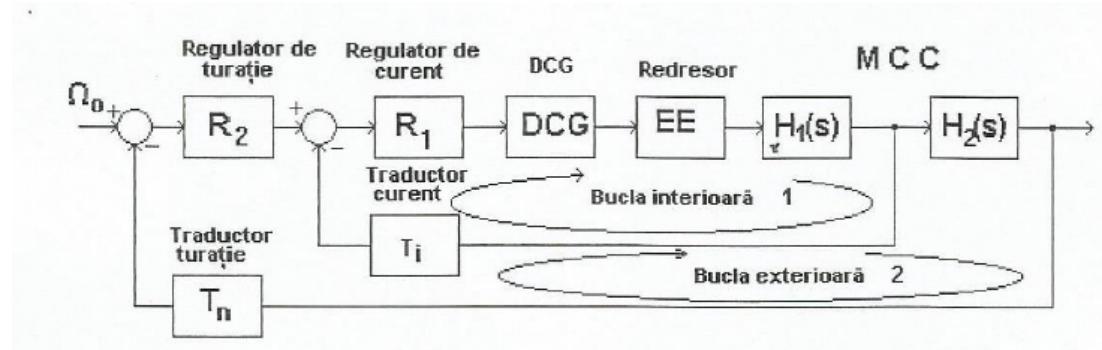


Fig. 13: schema funzionala

Schema de functionare evidentiează două bucle:

- A. Bucla interioară în care mărimea de reacție este curentul rotoric al motorului.
- B. Bucla exterioară în care mărimea de reacție este turatia motorului.

In aceste figuri s-a notat:

- T_i traductorul de curent rotoric cu funcția de transfer $HT_i(s)$
- T_n traductorul de turatie cu funcția de transfer $HT_n(s)$
- DCG dispozitiv comandă pe grilă (porți tiristoare) cu funcția de transfer $HDCG(s)$. Redresor comandat cu tiristoare cu funcția de transfer $H_p(s)$ este partea principală al elementului de execuție.
- R_1 regulator automat de curent din bucla interioară cu funcția de transfer $HR_1(s)$
- R_2 regulator de turatie din bucla exterioara cu funcția de transfer $HR_2(s)$
- $H'_1(s)$ funcția de transfer a motorului de curent continuu (obiectul condus din bucla interioară).
- $H_2(s)$ funcția de transfer a motorului de curent continuu din bucla exterioară.

Alegerea aparaturii

Curentul motorului este masurat intr-un amplificator pentru traductoare de 10V/100mV. Pentru obtinerea tensiunii de circa 100mV se foloseste un sunt de 75mV/100A.

Turatia se masoara cu ajutorul unui tahogenerator de curent continuu de 100V/1000rot/min.

7.4 Bucla de reglare a curentului

Din cele expuse anterior si cu datele de catalog ale motorului se poate calcula inductanta indusului, conform relatiei:

$$L_a = \frac{5.6U_N}{npI_n} = \frac{5.6 * 190}{2500 * 1 * 25.29} = 16mH$$

Constanta de timp a indusului se calculeaza cu formula:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Unde:

$$L_r = L_a + L_b = 16 + 38 = 54mH = 0.054H$$

$$R_r = R_a + R_b = 0.18 + 0.86 = 1.04\Omega$$

Rezulta:

$$T_r = \frac{0.054}{1.04} = 0.051s = 51ms$$

Functia de transfer a motorului in bucla de reglare a curentului este:

$$H_{m1}(s) = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{R_r} \frac{sT_m}{1 + sT_m + s^2 T_m T_r}$$

Costanta de timp electromecanica a motorului T_m se calculeaza cu formula:

$$T_m = \frac{GD^2}{375} \frac{R_r}{(K_e\varphi)(K_m\varphi)}$$

Unde:

$$K_e\varphi = \frac{U_a - R_a I_N}{n} = \frac{190 - 0.86 \times 25.29}{2500} = 0.067 \frac{V}{rot/min}$$

$$K_m\varphi = \frac{K_e\varphi}{1.03} = \frac{0.067}{1.03} = 0.065 \frac{Kg \cdot m}{A}$$

Momentul de giratie raportat la arborele motorului este:

$$GD^2 = GD_R^2 + GD_s^2 = 4.9 \frac{Kg \cdot m^2}{s^2}$$

Rezulta:

$$T_m = \frac{4.9}{375} \frac{1.04}{0.067 \times 0.065} = 0.013 \times 238.8 = 3.104s$$

7.5 Puntea de tiristoare comandate

Indusul se alimenteaza de la un convertor trifazat reversibil (bidirectional) in punte complet comandat.

Fiind folosita o punte trifazata de tiristoare, timpul mort al acesteia este in medie statica:

$$T_p = \frac{1}{2qf}$$

unde q este numarul de pulsuri al conexiunii redresoare iar f este frecventa. Deci:

$$T_p = \frac{1}{2 \times 6 \times 50} = 1.67ms$$

Factorul de amplificare maxim al puntii (la $\alpha = 90^\circ$) este:

$$k_p = \frac{\pi U_{d0}}{180} = \frac{194.55 \times 3.14}{180} = 3.392V/grad$$

Deci functia de transfer a puntii este:

$$H_p(s) = k_p e^{-sT_m}$$

Elementul cu timp mort se inlocuieste cu un element de intarziere de ordin 1 cu functia de transfer:

$$H_p(s) = \frac{k_p}{1 + sT_p}$$

7.6 Dispozitivul de comanda pe grila

Dispozitivul de comanda pe grila este un element proportional avand factorul de amplificare cu valoarea:

$$k_{DCG} = \frac{180^\circ}{16V} = 11.25 \text{grad/V}$$

A vand in vedere ca DCG este un element liniar neinertial functia sa de transfer este:

$$H_{DCG}(s) = 11.25 \text{grad/V}$$

7.7 Circuitul de masurare a curentului

Circuitul de masura se comporta ca un element de intarziere de ordinul 1. Suntul are un factor de transfer de $75mV/l100A = 0,75m\Omega$

Traductorul de curent continuu, in ipoteza unor conductoare de racord scurte si de rezistenta mica, are un factor de transfer de $10V/l00mV = 100$. Deci factorul de transfer total al circuitului de masurare este:

$$k_f = \frac{U_{etrad}}{U_{itrad}} \frac{U_{sunt}}{I_{itrad}} = 0.075 \frac{V}{A}$$

Filtrarea armonicilor impune utilizarea unei intarzieri data printr-o constanta de timp $T_{ji} = 2,5ms$ (factor de atenuare 4,8 pentru frecventa de 300Hz).

Functia de transfer a circuitului de masurare a curentului:

$$H_{Ti}(s) = \frac{k_{exi}}{1 + sT_{fi}} = \frac{0.075}{1 + 0.0025s}$$

In care $T_{fi} = T'_{fi} + T''_{fi}$, unde prima marime corespunde filtrului interior al traductorului iar cea de-a doua corespunde filtrului ce se monta pe intrarea regulatorului. Functia de transfer a circuitului total, exterior regulatorului este de forma:

$$H_{exi}(s) = \frac{k_{exi}}{1 + sT_{\Sigma i}} \frac{sT_m}{1 + sT_m + s^2T_mT_r}$$

Tinand seama de teorema constantelor de timp mici rezulta:

$$T_1 = T_r = 51ms$$

$$T_{\Sigma i} = T_p + T_{fi} = 1.67 + 2.5 = 4.17ms$$

in care, $T_{\Sigma i}$ reprezinta suma constantelor de timp mici parazite din bucla de reglare a curentului. Aceste constante sunt:

- constanta de timp T_{fi} a filtrului de pe calea de reactie;
- timpul mort al puntii redresoare T_p

7.8 Acordarea optima a regulatorului curentului

Deoarece $2T_{\Sigma i} < T_m$ in cazul alimentarii indusului prin redresoare comandate, expresia functiei de transfer a circuitului exterior regulatorului se poate aproxima prin:

$$H_{exi}(s) = \frac{k_{exi}}{(1 + sT_1)(1 + sT_{\Sigma i})}$$

unde:

$$k_{exi} = k_{deg} \times k_p \times k_f \times \frac{1}{R_r} = 11.2 \times 3.392 \times 0.075 \times \frac{1}{1.04} = 2.73$$

7.8 Acordarea optima a regulatorului curentului

Bucla de curent se optimizeaza prin folosirea criteriului modulului. Corespunzator functiei de transfer a obiectului reglat se va utiliza un regulator PI. Varianta Kessler a criteriului modulului spune ca pentru a rezulta o acordare optima este necesar ca functia de transfer a regulatorului sa aiba o expresie de forma:

$$H_R(s) = \frac{\prod_{k=1}^n (1 + s\tau_k)}{s\tau_i}$$

unde $T_k = T_1 = 51ms$ si $T_i = 2 * k_{exi} * T_{\Sigma i} = 22.76ms$, reprezinta constante de timp. Un regulator PI ideal va avea functia de transfer a unui element PI:

$$H_{Ri}(s) = k_{ri} \frac{1 + sT_i}{sT_i}$$

Se observa ca rezulta pentru $n = 1$ un regulator care are urmatorii parametrii de acord optim:

$$T_1 = T_i = 51ms$$

$$\tau_i = \frac{T_i}{k_{ri}} = 2k_{exi}T_{\Sigma i} = 2 * 2.73 * 4.17 = 22.76ms$$

$$k_{ri} = \frac{\tau_1}{\tau_i} = \frac{51}{22.76} = 2.24$$

Schema echivalentă a buclei interioare a sistemului de reglare a curentului rotoric

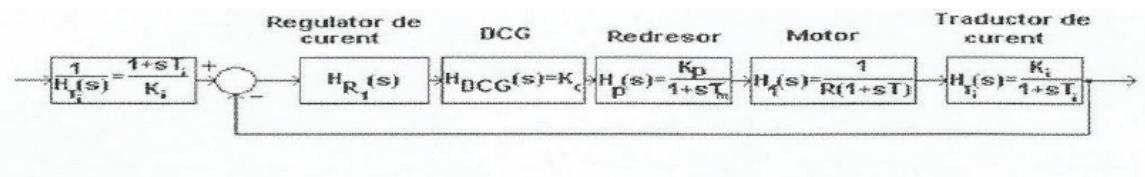


Fig. 14: bucla interioara

Functia de transfer a sistemului deschis a buclei de reglare a curentului devine:

$$H_{0i}(s) = H_{Ri}(s)H_{exi}(s) = \frac{T_1}{2k_{exi}T_{\Sigma i}} \frac{1 + sT_i}{sT_i} \frac{k_{exi}}{(1 + sT_i)(1 + sT_{\Sigma i})}$$

7.9 Circuitul de masurare a turatiei

$$H_{di}(s) = \frac{1}{2sT_{\Sigma i}(1 + sT_{\Sigma i})}$$

Rezulta un pol in origine ceea ce asigura o eroare stationara nula pentru marimea de intrare treapta unitara.

Functia de transfer a sistemului inchis de reglare a curentului este:

$$H_{0i}(s) = \frac{H_{di}(s)}{1 + H_{di}(s)} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}^2 s^2 + 2T_{\Sigma i}s + 1}$$

Alegerea regulatorului proportional integral de reglare a curentului

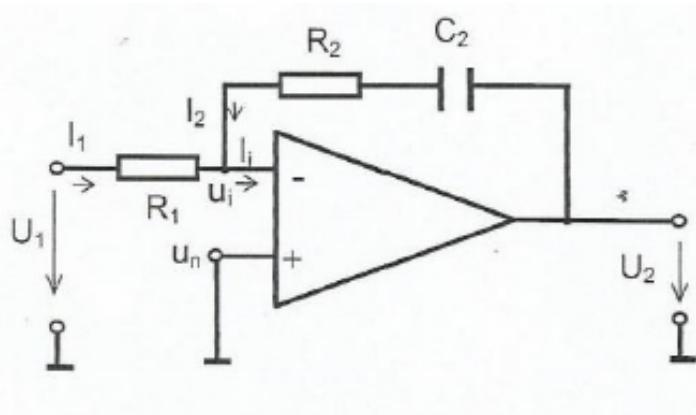


Fig. 15: Schema unui bloc de reglare de tip PI

$$k_{Ri} = \frac{R_2}{R_1} = 2.24$$

$$T_i = R_2 C_2 = 51ms$$

Alegem:

$$C_2 = 10\mu F$$

$$R_2 = 5.1k\Omega$$

$$R_1 = 2.27k\Omega$$

7.9 Circuitul de masurare a turatiei

Masurarea turatiei se face printr-un tahogenerator avand coeficientul de transfer kT_n al carui semnal de iesire este introdus in regulator printr-un filtru T_{fn} :

$$H_{Tn}(s) = \frac{k_{Tn}}{1 + sT_{fn}}$$

cu k_{Tn} astfel incat la 10000 rot/min traductorul sa furnizeze 600V.

$$k_{Tn} = \frac{600}{10000} = 0.06V \frac{min}{rot}$$

iar T_{fn} se alege 10ms, in scopul filtrarii componentelor alternative ale tensiunii tahogeneratorului. Functia de transfer pentru motor este:

$$H_{m2}(s) = \frac{375}{GD^2} \frac{K_m \varphi}{1} \frac{1}{s} = \frac{R_r}{(K_e \varphi) s T_m} = k_m \frac{1}{s T_m}$$

$$k_m = \frac{R_r}{k_e \varphi} = \frac{1.04}{0.067} = 15.52, \text{ iar } T_m = 3.104s$$

Deoarece $T_{\Sigma i} < 1$ functia de reglare a curentului se poate aproxima cu:

$$H_{0i}(s) = \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma i}}$$

Functia de transfer a circuitului total, exterior regulatorului de turatie este de forma:

$$H_{ext}(s) = \frac{k_{Tn}}{1 + sT_{fn}} k_M \frac{1}{sT_M} \frac{1 + sT_{fi}}{k_f} \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma i}}$$

Eliminarea număratorului acestei funcții, care nu este necesar, se face prin filtrarea mărimii impuse.

$$H_{FI}(s) = \frac{1}{1 + sT_{fi}}$$

$$H_{ext}(s) = \frac{k_{exn}}{1 + sT_{\Sigma n}} \frac{1}{sT_m}$$

Unde:

$$k_{exn} = k_{Tn} * T_m * \frac{1}{k_f} = 0.06 * 3.104 * \frac{1}{0.075} = 2.48$$

$$T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{fn} = 2 \times 4.17 + 10 = 18.34ms$$

7.10 Acordarea optima a regulatorului de turatie

Schema echivalentă a buclei exterioare a sistemului de reglare a turatiei:

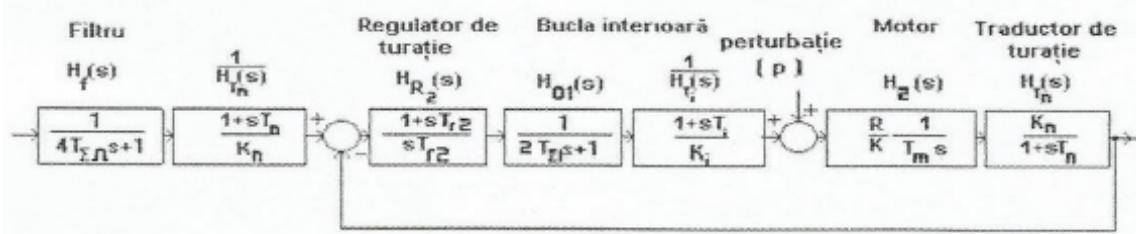


Fig. 16: bucla exterioara

Intrucat in functionarea regulatorului de turatie este esentiala comportarea la perturbatii a sistemului, se recomanda. alegerea regulatorului astfel incat sa se asigure eroarea nula la variatia treapta a perturbatiei. Pentru aceasta este necesar ca regulatorul turatiei sa fie de tip PI, iar acordarea sa se efectueze dupa criteriul simetriei, rezultand un pol de ordinul 2 in origine si deci eroarea stationara nula la rampa. Aplicand criteriul simetriei rezulta un regulator ideal care va avea urmatoarea functie de transfer:

$$H_{Rn}(s) = k_{Rn} \frac{1 + sT_i}{sT_i}$$

Unde: $T_i = 4T_{\Sigma n} = 4 \times 18.34 = 73.36ms$ $k_{rn} = \frac{T_m}{2k_{exn}T_{\Sigma n}} = \frac{3104}{2 \times 2.48 \times 18.34} = 34.12$
 Alegerea regulatorului proportional integrativ de regalare a turatiei.

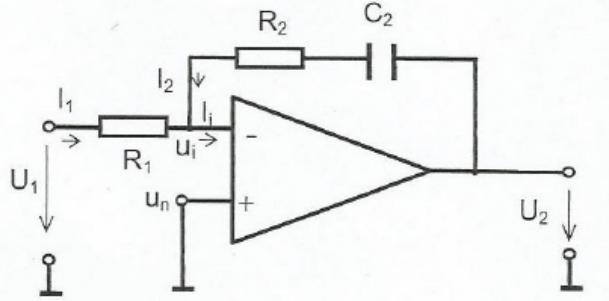


Fig. 17: Schema regulatorului

$$k_{Rn} = \frac{R_2}{R_1} = 34.12$$

$$T_i = R_2 C_2 = 73.36ms$$

$$\text{Alegem: } C_2 = 10\mu F$$

$$R_2 = 7336\Omega = 7.33k\Omega$$

$$R_1 = \frac{7336}{34.12} = 215\Omega$$

Functia de transfer a sistemului deschis a buclei de reglare a turatiei devine:

$$H_{dn}(s) = H_{Rn}(s)H_{exn}(s) = \frac{T_m}{2k_{exn}T_{\Sigma n}} \frac{1 + 4sT_{\Sigma n}}{4sT_{\Sigma n}} \frac{k_{exn}}{1 + sT_{\Sigma n}} \frac{1}{sT_m}$$

$$H_{dn}(s) = \frac{4T_{\Sigma n}s + 1}{8s^2T_{\Sigma n}^2(1 + sT_{\Sigma n})}$$

Rezulta un pol de ordinul doi in origine ceea ce asigura o eroare stationara nulla pentru marimea de intrare rampa unitara.

Functia de transfer a sistemului inchis de pe bucla exterioara devine:

$$H_{0n}(s) = \frac{H_{dn}(s)}{1 + H_{dn}(s)} = \frac{\frac{\omega_n^2}{z}(s + z)}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p)}$$

Unde s-a notat:

$$\omega_n = \frac{1}{2T_{\Sigma n}} \frac{1}{2 \times 0.01834} = 27.26$$

$$\zeta\omega_n = \frac{1}{4T_{\Sigma n}} \implies \zeta = \frac{1}{4 \times 0.0183 \times 27.26} = 0.5$$

$$\sigma = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = e^{-1.812} = 0.163 \implies \sigma = 16.3\%$$

Se evidențiază că sistemul închis are doi poli dominanți plus o pereche pol - zero (un dipol). Parametrii ω_n și ζ dau un suprareglaj ($\sigma = 16.3\%$). Pentru îmbunătățirea suprareglajului se modifica:

$$T_i = 5.5T_{\Sigma n} = 100.87ms$$

$$T_{\Sigma n} = 18.34ms$$

$$k_{Rn} = \frac{T_m}{2.54k_{exn}T_{\Sigma n}} = \frac{3104}{2.54 \times 2.48 \times 18.34} = 26.86$$

astfel ca parametrii regulatorului de figura 13 vor fi urmatorii: $k_{Rn} = \frac{R_2}{R_1} = 26.86$

$$T_i = R_2C_2 = 100.87$$

Alegem:

$$C_2 = 10\mu F$$

$$R_2 = 10k\Omega$$

$$R_1 = \frac{1000}{26.86} = 372\Omega$$

Functia de transfer a sistemului deschis a buclei de reglare a turatiei devine:

$$H_{0n}(s) = H_{Rn}(s)H_{exn}(s) = \frac{T_m}{2.54k_{exn}T_{\Sigma n}} \frac{1 + 5.5sT_{\Sigma n}}{5.5sT_{\Sigma n}} \frac{k_{exn}}{1 + sT_{\Sigma n}} \frac{1}{sT_m}$$

$$H_{dn}(s) = \frac{5.5T_{\Sigma n}s + 1}{14s^2T_{\Sigma n}^2(1 + sT_{\Sigma i})}$$

Funcția de transfer a sistemului închis de pe bucla exterioară devine:

$$H_{0n}(s) = \frac{5.5T_{\Sigma n}s + 1}{14s^2T_{\Sigma n}^2(1 + sT_{\Sigma i}) + 5.5T_{\Sigma n}s + 1}$$

Unde s-a notat:

$$\omega_n = \frac{1}{T_{\Sigma n} \times 2.54} = \frac{1}{2.54 \times 0.01834} = 20.61$$

$$p = \frac{1}{2T_{\Sigma n}}; z = \frac{1}{5.5T_{\Sigma n}}$$

$$\zeta\omega_n = \frac{1}{5.5T_{\Sigma n}} \implies \zeta = \frac{1}{5.5 \times 0.0183 \times 20.61} = 0.66$$

rezulta suprareglajul:

$$\sigma = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = e^{-2.67} = 0.069 \implies \sigma = 6.9\%$$

timpul primului maxim:

$$t_m = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{3.14}{20.61\sqrt{1-0.43}} = \frac{3.14}{15.56} = 0.20$$

gradul de amortizare:

$$\delta = 1 - \frac{\delta_2}{\delta} = 1 - e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 0.931$$

Bibliografie

- [1] I. Topa, *Automatizarea actionarilor electrice*. Universitatea Transilvania Brasov, 1980.
- [2] I. Topa, *Actionari electrice si automatizari*. Editura didactica si pedagogica Bucuresti, 1980.
- [3] *Elemente de executie electrice*. Editura Matrix Romania Bucuresti, 2005.
- [4] *Actionari electrice reglabile cu masini de curent contunuu*. Editura Matrix Romania Bucuresti, 2005.
- [5] S. Dan, *Teoria sistemelor*. Editura Matrix Romania Bucuresti, 2005.